

Partial English Translation of Japanese Laid-Open Patent  
Application No. 08-251117

[0067]

Incidentally, in the embodiment described above, though the number of carrier is set to 8, a transmission quality improvement effect equal to or more than that obtained by the above described embodiment can be expected even by prolonging the period of chip to increase the number of carries, as shown in Fig. 15(a) or by performing inverse FFT/FFT on plural symbols of chips collected, as shown in Fig. 15(b) to increase the number of carriers from several tens to several hundreds.

Fig. 13

Information "a"

inverse FFT

Fig. 15(a)

Case where period of diffusion code is prolonged.

chip

k-th symbol

Fig. 15(b)

Case where plural symbols of chips are subjected to inverse  
FFT/FFT collectively

chip

k-th symbol

(k+1)-th symbol

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-251117

(43)Date of publication of application : 27.09.1996

(51)Int.Cl.

H04B 15/00

H04L 12/28

H04L 27/18

(21)Application number : 07-052616

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 13.03.1995

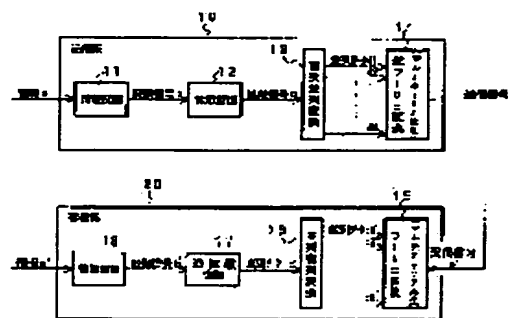
(72)Inventor : KAMURA KOICHIRO

## (54) MULTICARRIER TRANSMISSION SYSTEM AND METHOD THEREOF

## (57)Abstract:

PURPOSE: To reduce influence owing to the variance of delay, narrow band interference and the influence of frequency selective fading by inversely diffusing transformed serial data and demodulating a modulation signal which is inversely diffused into transmission information.

CONSTITUTION: On a transmission side 10, at least a part of transmission information (a) is modulated, the modulated modulation signal (b) is diffused by a prescribed diffusion system, diffused diffusion data are transformed into parallel data d1-dN, transformed parallel data d1-dN are inversely Fourier-transformed 14 and a multicarrier signal is generated and transmitted. On a reception side 20, the received multicarrier signal e' is Fourier-transformed 15, transformed parallel data d1'-dN' are transformed into serial data c', transformed serial data c' are inversely diffused by the prescribed diffusion system and a modulation signal b' which is inversely transformed is demodulated into transmission information a'. Thus, influence owing to the variance of delay and the influence of frequency selective fading can be reduced.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

12.03.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-251117

(43) 公開日 平成8年(1996)9月27日

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 15/00

H 0 4 B 15/00

H 0 4 L 12/28

H 0 4 L 27/18

Z

27/18

11/00

3 1 0 B

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号

特願平7-52616

(22) 出願日

平成7年(1995)3月13日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 嘉村 幸一郎

神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社

東芝柳町工場内

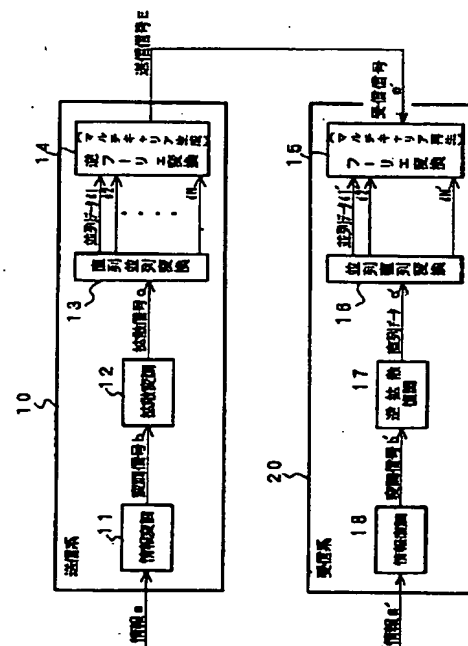
(74) 代理人 弁理士 須山 佐一

(54) 【発明の名称】 マルチキャリア伝送システム及びマルチキャリア伝送方法

(57) 【要約】

【目的】 遅延のばらつきによる影響や電子レンジ等の狭帯域干渉、周波数選択性フェージングの影響を低減できるマルチキャリア伝送システムの提供。

【構成】 送信情報の少なくとも一部を変調し、変調された変調信号を所定の拡散系列により拡散し、拡散された拡散データを並列データに変換し、変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成して送信する。一方、受信したマルチキャリア信号をフーリエ変換し、変換された並列データを直列データに変換し、変換された直列データを所定の拡散系列により逆拡散し、逆拡散された変調信号を送信情報に復調している。



**【特許請求の範囲】**

**【請求項 1】** (a) 送信系が、

送信情報の少なくとも一部を変調する変調手段と、  
この変調手段により変調された変調信号を所定の拡散系列により拡散する拡散手段と、

この拡散手段により拡散された拡散データを並列データに変換する直列／並列変換手段と、

この直列／並列変換手段により変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成する逆フーリエ変換手段とを備え、(b) 受信系が、

前記マルチキャリア信号をフーリエ変換するフーリエ変換手段と、

このフーリエ変換手段により変換された並列データを直列データに変換する並列／直列変換手段と、

この並列／直列変換手段により変換された直列データを前記所定の拡散系列により逆拡散する逆拡散手段と、

この逆拡散手段により逆拡散された変調信号を前記送信情報に復調する復調手段とを具備することを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

**【請求項 2】** 送信情報の少なくとも一部を変調し、変調された変調信号を所定の拡散系列により拡散し、拡散された拡散データを並列データに変換し、変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成して送信し、

受信した前記マルチキャリア信号をフーリエ変換し、変換された並列データを直列データに変換し、変換された直列データを前記所定の拡散系列により逆拡散し、逆拡散された変調信号を前記送信情報に復調することを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

**【請求項 3】** (a) 送信系が、  
送信情報の一部を変調する変調手段と、

前記送信情報の残りの一部を参照して、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選択し、前記変調手段により変調された変調信号を選択した拡散系列により拡散する拡散手段と、

この拡散手段により拡散された拡散データを並列データに変換する直列／並列変換手段と、

この直列／並列変換手段により変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成する逆フーリエ変換手段とを備え、(b) 受信系が、

前記マルチキャリア信号をフーリエ変換するフーリエ変換手段と、

このフーリエ変換手段により変換された並列データを直列データに変換する並列／直列変換手段と、

この並列／直列変換手段により変換された直列データを前記複数の拡散系列により逆拡散して受信した前記マルチキャリア信号に含まれる拡散系列を判定する拡散系列判定手段と、

この拡散系列判定手段により受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列の組み合わせ

せに応じて前記送信情報の一部を再生する第 1 の情報復調手段と、

受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列を前記再生された直列データに乘算して変調信号を再生する変調信号再生手段と、

この変調信号再生手段により再生された変調信号を復調して前記送信情報の一部を再生する第 2 の情報復調手段と、

これら第 1 及び第 2 の情報復調手段により再生された送信情報の並びを変えて前記送信情報の全てを再送する手段とを具備することを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

**【請求項 4】** 拡散手段が、送信情報の一部が持つ情報量よりも、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選ぶ組み合わせがもつ情報量の方が大となるように、拡散系列を選択することを特徴とする請求項 3 記載のマルチキャリア伝送システム。

**【請求項 5】** 送信情報の一部を変調し、送信情報の残りの一部を参照して、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選択し、前記変調された変調信号を選択した拡散系列により拡散し、拡散された拡散データを並列データに変換し、変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成して送信し、

受信した前記マルチキャリア信号をフーリエ変換し、変換された並列データを直列データに変換し、変換された直列データを前記複数の拡散系列により逆拡散して受信した前記マルチキャリア信号に含まれる拡散系列を判定し、受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列の組み合わせに応じて前記送信情報の一部を再生し、受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列を前記再生された直列データに乘算して変調信号を再生し、再生された変調信号を復調して前記送信情報の一部を再生し、これら再生された送信情報の並びを変えて前記送信情報の全てを再送することを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

**【発明の詳細な説明】**

**【0001】**

**【産業上の利用分野】** 本発明は、例えば無線 LAN、CATV、デジタルセルラーの基地局、デジタルTV放送等の通信システムに適用されるマルチキャリア伝送システム及びマルチキャリア伝送方法に関する。

**【0002】**

**【従来の技術】** 近年、デジタルTV放送、携帯電話や自動車電話、無線LAN等放送・移動通信の分野においては、画像や音声を高速度に伝送するためのデジタル変調方式や伝送方式の研究開発が盛んである。

**【0003】** 図 16 に主なデジタル変調方式とその応用例を示す。デジタル変調方式は、送信する情報を搬送波の振幅、位相、周波数のいずれか、あるいはその組み合わせにデータを重畳する方式である。放送や移動通信の

分野で用いるデジタル変調方式は、多値変調、狭帯域変調、スペクトル拡散変調、そしてマルチキャリア変調、と大きく4つに分類され、特にマルチパス等の干渉に強いことから、スペクトル拡散方式とマルチキャリア変調方式は注目されている方式である。

【0004】スペクトル拡散方式には、直接拡散方式(DS: direct sequence)と周波数ホッピング方式(FH: frequency hopping)の2種類がある。直接拡散方式は、データに拡散(PN)符号を乗算して周波数軸上に数十倍から数百倍に拡散する方式である。周波数ホッピング方式は、搬送波周波数を一定時間間隔で次々と切り替える方式である。このようにすることで、直接拡散方式、周波数ホッピング方式とも、秘話性、秘匿性、耐干渉性等を向上することが可能となる。わが国においては、1992年郵政省令の改正にともない、2.4GHz帯にてこのスペクトル拡散方式を前提とする無線LANが利用可能となっている。

【0005】一方、マルチキャリア変調方式は、代表的なものとして、送信するデータのシンボル情報を数百以上のキャリアに重畳して伝送するOFDM(orthogonal frequency division multiplex)方式があり、近年のデジタルオーディオ放送やデジタルテレビ放送用に有力な方式として注目されている。

【0006】ところで、現行の直接拡散方式やOFDM方式は、以下のような問題を有する。すなわち、直接拡散方式の場合、伝送速度を高速化するための最も一般的な方法として、チップレートを上げることが考えられるが、かかる直接拡散方式では受信機にて符号の同期が合うことが前提となるため、伝送環境によって受信機にて同期捕捉・保持が可能となるチップレートは限

$$\begin{aligned} P1 &= \text{Prob}(\text{遅延時間 } 5\text{nsec以下}) + \text{Prob}(\text{遅延時間 } 15\text{nsec以上}) \\ &= 1 - 2 * F((15 - 10) / 25) \\ &= 1 - 2 * 0.0793 = 0.841 = 84\% \end{aligned}$$

但し、 $F(z)$ は標準正規分布の累積確率を示し、以下の式で与えられる。

【0010】すなわち、

【数1】

$$F(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z \exp(-x^2/2) dx$$

となり、非常に高い確率である。したがって、移動等に伴って同期はずれが発生する可能性が高い。

【0011】一方、チップレートを上げずに高速化する方法としては、複数のチャンネルに送信するデータを分割し、各々を異なる拡散符号にてスペクトルを拡散してこれらの信号を多重して伝送する多重伝送等がある。しかし、この場合、送信信号が多値となるため、送信機・受信機に多値信号を忠実に再現できるような高精度のフィルタが必要となる。

【0012】以上のように直接拡散方式では、伝送中に

度がある。

【0007】図17は直接拡散方式の受信機のチップ同期タイミング誤差とビット誤り率のシミュレーション結果を示したものである。但し、同図の横軸は誤差時間 $\tau$ を1チップ幅 $T_c$ で正規化してある。同図に示すように、チップ同期のタイミング誤差が1チップ幅の20%程度前後にずれただけで、ビットエラーレートは一桁程度悪くなっている。

【0008】例えば、室内で無線伝送した場合、図18(a)に示すように送信機1から発射された電波は室内の壁や天井等で反射して複数のパス2a、2b...を経由して受信機3に信号が到着し、受信機3は一般に最も信号のレベルが高いパスの信号に同期タイミングを合わせる。そのため、端末の移動等に伴って同図(b)に示すように今まで同期のタイミングを合わせていたパス2bが塞がれた等が原因で、パスの経路が変化し、別のパス2aの信号に同期を合わせる必要が生じた場合、パスの経路長の違いから遅延ゆらぎが生じ、これによってチップ同期タイミングにずれが生じ、この結果、伝送エラーが生じる。

【0009】例えば、情報レートを10Mbps、情報変調をQPSK、符号の周期を8とした場合、1チップの時間は25nsecとなり、チップ同期タイミングの誤差は5nsec以下にする必要がある。一方、一般に、オフィス等の室内の遅延分散は20nsecから150nsec程度と言われている。例えば、平均遅延時間を10nsec、遅延分散を25nsecとし、遅延分散の分布を正規分布と仮定して、平均値より前後5nsec以上ずれた遅延波が到着する確率P1を求めると、

生じる遅延ゆらぎの影響のため、チップレートに上限が生じ、また信号の多重には高精度のフィルタが必要になる等の理由で、10Mbps以上の高速伝送を実現することが困難であった。

【0013】また、かかる直接拡散方式では、電子レンジ等の他の装置と周波数を共用することがあるため、次のような問題を生じる。

【0014】例えば、前述したスペクトル拡散方式を前提とした無線LANでは、2.4GHz帯を使用するため、電子レンジとの周波数の共用は避けられない。直接拡散方式の場合、干渉波から受ける干渉量は干渉波のレベルに比例する。電子レンジからは数100MHzの狭帯域の信号が不規則に放射され、そのレベルは数10mW/MHzから1W/MHzとの報告がある。一方、2.4GHz帯で使用可能な無線LANの送信電力は10mW/MHz以下であり、電子レンジから漏れる電波のほうが強い。そのため、電子レンジ等のようにレベルの強い干渉波が存在すると、通信不能となる。

同様に、周波数ホッピング方式等の狭帯域の電波を送出する無線装置が近傍にいても、その影響を受けることになる。

【0015】一方、OFDM方式の場合は、干渉波と周波数が重なったキャリアの部分にてシンボルエラーが発生するため、誤り訂正符号を施す等の対策を講じなければ、このような電子レンジ、FH方式等の狭帯域の信号を送出する装置が存在する環境では使用できないことになる。同様の理由で、OFDM方式の場合、特定の周波数のレベルが極端に低くなるような周波数選択性フェージングに遭遇した場合、その周波数のキャリアで伝送するシンボルの情報に誤りが生じる。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】以上を説明したように、従来の直接拡散スペクトル拡散方式やOFDM方式では、次のような課題がある。

【0017】(1) 従来の直接拡散スペクトル拡散方式では、高速伝送になるにつれ遅延波のばらつきの影響を大きく受け高品質の伝送が困難である。

【0018】(2) 従来の直接拡散スペクトル拡散方式では、電子レンジ、FH方式の無線LAN等の干渉波が存在した場合、これらの装置から放射された信号によって受ける干渉量は、そのレベルに比例するため、特にレベルが大の信号をうけると通信不能となる。

【0019】(3) 従来のOFDM方式では、周波数ホッピング方式の無線装置や電子レンジ、レーダ等の干渉波が存在した場合、シンボルエラーが発生する。

【0020】(4) 従来のOFDM方式では、周波数選択性フェージングの影響によってシンボルエラーが発生する。

【0021】本発明は、かかる課題を解決するためになされたもので、遅延のばらつきによる影響や電子レンジ等の狭帯域干渉、周波数選択性フェージングの影響を低減できるマルチキャリア伝送システム及びマルチキャリア伝送方法を提供することを目的とする。

【0022】また、本発明の別の目的は、同一の伝送帯域においてより高速の伝送を可能とするマルチキャリア伝送システム及びマルチキャリア伝送方法を提供することである。

【0023】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決するために、請求項1記載のマルチキャリア伝送システム

(a) 送信系が、送信情報の少なくとも一部を変調する変調手段と、この変調手段により変調された変調信号を所定の拡散系列により拡散する拡散手段と、この拡散手段により拡散された拡散データを並列データに変換する直列／並列変換手段と、この直列／並列変換手段により変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成する逆フーリエ変換手段とを備え、

(b) 受信系が、前記マルチキャリア信号をフーリエ変

換するフーリエ変換手段と、このフーリエ変換手段により変換された並列データを直列データに変換する並列／直列変換手段と、この並列／直列変換手段により変換された直列データを前記所定の拡散系列により逆拡散する逆拡散手段と、この逆拡散手段により逆拡散された変調信号を前記送信情報に復調する復調手段とを具備する。

【0024】請求項2記載のマルチキャリア伝送方法は、送信情報の少なくとも一部を変調し、変調された変調信号を所定の拡散系列により拡散し、拡散された拡散データを並列データに変換し、変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成して送信し、受信した前記マルチキャリア信号をフーリエ変換し、変換された並列データを直列データに変換し、変換された直列データを前記所定の拡散系列により逆拡散し、逆拡散された変調信号を前記送信情報に復調する。

請求項3記載のマルチキャリア伝送システムは、

(a) 送信系が、送信情報の一部を変調する変調手段と、前記送信情報の残りの一部を参照して、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選択し、前記変調手段により変調された変調信号を選択した拡散系列により拡散する拡散手段と、この拡散手段により拡散された拡散データを並列データに変換する直列／並列変換手段と、この直列／並列変換手段により変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成する逆フーリエ変換手段とを備え、(b) 受信系が、前記マルチキャリア信号をフーリエ変換するフーリエ変換手段と、このフーリエ変換手段により変換された並列データを直列データに変換する並列／直列変換手段と、この並列／直列変換手段により変換された直列データを前記複数の拡散系列により逆拡散して受信した前記マルチキャリア信号に含まれる拡散系列を判定する拡散系列判定手段と、この拡散系列判定手段により受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列の組み合わせに応じて前記送信情報の一部を再生する第1の情報復調手段と、受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列を前記再生された直列データに乗算して変調信号を再生する変調信号再生手段と、この変調信号再生手段により再生された変調信号を復調して前記送信情報の一部を再生する第2の情報復調手段と、これら第1及び第2の情報復調手段により再生された送信情報の並びを変えて前記送信情報の全てを再送する手段とを具備する。

【0025】請求項4記載のマルチキャリア伝送システムは、上記システムにおいて、拡散手段が、送信情報の一部が持つ情報量よりも、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選ぶ組み合わせがもつ情報量の方が大となるように、拡散系列を選択する。

【0026】請求項5記載のマルチキャリア伝送方法は、送信情報の一部を変調し、送信情報の残りの一部を参照して、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を

選択し、前記変調された変調信号を選択した拡散系列により拡散し、拡散された拡散データを並列データに変換し、変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成して送信し、受信した前記マルチキャリア信号をフーリエ変換し、変換された並列データを直列データに変換し、変換された直列データを前記複数の拡散系列により逆拡散して受信した前記マルチキャリア信号に含まれる拡散系列を判定し、受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列の組み合わせに応じて前記送信情報の一部を再生し、受信した前記マルチキャリア信号に含まれていると判定された拡散系列を前記再生された直列データに乘算して変調信号を再生し、再生された変調信号を復調して前記送信情報の一部を再生し、これら再生された送信情報の並びを変えて前記送信情報の全てを再送する。

【0027】

【作用】本発明では、送信側において、送信情報の少なくとも一部を変調し、変調された変調信号を所定の拡散系列により拡散し、拡散された拡散データを並列データに変換し、変換された並列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号を生成して送信する。一方、受信側では、受信したマルチキャリア信号をフーリエ変換し、変換された並列データを直列データに変換し、変換された直列データを所定の拡散系列により逆拡散し、逆拡散された変調信号を送信情報に復調している。したがって、遅延のばらつきによる影響や電子レンジ等の狭帯域干渉、そして周波数選択性フェージングの影響を低減できる。

【0028】また、本発明によれば、送信情報の一部を参照して複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選択的に乗算し、一方受信信号に含まれる拡散系列の組み合わせを調べて送信情報の一部を再生するため、同一の伝送帯域にて高速の伝送が可能となる。

【0029】

【実施例】以下、本発明の実施例の詳細を図面に基づき説明する。

【0030】図1は本発明のマルチキャリア伝送システムを概念的に示した図である。

【0031】同図において、10は送信系を示し、20は受信系を示している。

【0032】送信系10は、送信情報aの少なくとも一部を変調する情報変調手段11と、情報変調手段11より出力された変調信号bに拡散符号pnを乗算し、スペクトルを拡散する拡散変調手段12と、拡散変調手段12より出力された拡散変調信号cをN個の並列データ $d_1 \sim d_N$ に変換する直列並列変換手段13と、N個の並

列データを逆フーリエ変換してマルチキャリア信号からなる送信信号eを生成するマルチキャリア生成手段14とから構成される。

【0033】一方、受信系20は、マルチキャリア信号からなる受信信号e'をフーリエ変換して複数の並列データ $d'_1 \sim d'_N$ を再生するマルチキャリア再生手段15と、複数の並列データ $d'_1 \sim d'_N$ を直列データに変換する並列直列変換手段16と、直列データ（再生された拡散変調信号）c'に拡散系列を乗算した後に相関演算を行って、変調信号b'を再生する逆拡散復調手段17と、この変調信号を復調する情報復調手段18とから構成される。

【0034】ここで、情報aはアナログ音声信号やアナログ音声信号をA-D変換したデジタル信号、あるいはデータ信号である。この情報aは一部もしくは全部が情報変調手段11によって変調される。なお、情報aの一部を変調するか、全部を変調するかについては、後述する。

【0035】また、情報変調手段11は、通常の変調方式を利用できる。例えば、アナログ信号の変調の場合には周波数変調（FM）や位相変調（PM）、あるいは振幅変調（AM）等が利用でき、デジタル信号の場合には、位相シフトキーイング（PSK）変調や周波数シフトキーイング（FSK）、あるいはMSK（Minimum Shift Keying）やGMSK（Gaussian Filtered MSK）等を利用できる。

【0036】情報復調手段18は、送信系10の変調方式に対応する復調器となる。

【0037】拡散符号pnは、スペクトルを拡散するために使用されたものであり、自己相関の強い疑似雑音符号やM系列、Gold符号、また異なる符号の相互相関値が0となるような直交符号、walsh符号等を利用してよい。

【0038】直列並列変換手段13及びマルチキャリア生成手段14は、OFDM方式等で用いているものをそのまま利用することができ、素子としてはデジタル信号処理プロセッサやゲートアレイによりA/Dコンバータやメモリ、ゲート回路やシリバラ変換器等を組み合わせで実現できる。

【0039】次に、マルチキャリア伝送システムをより具体的に説明する。図2に送信系10に相当する送信機の構成を示し、図3に受信系20に相当する受信機の構成を示す。また、その場合の具体的なパラメータは、次の通りである。

【0040】

情報	デジタルデータ (1, 1, 0, 0, 1, 0)
情報レート	10Mbps
情報変復調	QPSK
変調レート	5Mbaud



拡散符号                  Ws l s h 符号 (-1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1)  
 チップレート              40Mch i p / s

図2において、31はQPSKの変調器、32、33は乗算器、34は拡散系列生成回路、35、36は直列並列変換器、37は逆FFT器、38、39はデジタルアナログ変換器、40は局部発振器、41、42はミキサ(乗算器)、43は位相器、44は加算器、45はフィルタ、46はアンテナを示している。図3において、47はアンテナ、48はバンドパスフィルタ、49は局部発振器、50は位相を90度遅らせる位相器、51、52はミキサ、53、54はアナログデジタル変換器、55はFFT器、56、57は各々8個の並列データを0をしいき値として-1または+1の2値の直列データに変換する並列一直列変換器、58は送信側で乗じられた系列を同じ拡散系列を生成する拡散系列生成回路、59、60はミキサ、61は合成器、62、63は拡散系列の一周期ごとに入力データを積分する積分回路、64はバンドパスフィルタ、65は情報復調用のQPSK復調器を示している。

【0041】次に、動作を具体的に示すため送信機内および受信機内で生成される信号波形について説明する。

【0042】送信機内の信号波形を図4～図6に示す。

【0043】図4(1)に送信する情報を示す。同図に示すように、送信する情報は1または0のデジタルデータであり、ここでは説明のため、1、1、0、0、1、0の順に6ビットのデータが10Mbpsの情報レートで発生したものとする。この情報はQPSK変調器31に入力され、図4(2)に示すような5Mbaudの変調信号(I軸の変調信号 $b_I[1] \sim b_I[3]$ とQ軸の変調信号 $b_Q[1] \sim b_Q[3]$ がQPSK変調器31より出力される。この変調信号 $b_i$ および $b_q$ は乗算器32、33に入力され、図4(3)に示すような1周期8ch i p、チップレート40Mch i p / sの拡散系列 $p_n$ と乗算され図4(4)に示すような40Mbaud(1シンボル時間25nsec)の拡散変調信号 $C_i$ 、 $C_q$ が生成される。この信号は直列並列変換器によって図5(5)に示すように、5Mbaud(1シンボル時間200nsec)に低速化され、I軸とQ軸について各々8系列の並列データ $d_{I1} \sim d_{I8}$ 、 $d_{Q1} \sim d_{Q8}$ に変換される。この並列データ $d_{I1} \sim d_{I8}$ 、 $d_{Q1} \sim d_{Q8}$ は逆FFT器37により演算が施された後、図6(6)に示すような8つのキャリア周波数 $f_1 \sim f_8$ をもつ変調信号が生成される。そして、これら8つの信号を合成されたものが送信信号 $c_i$ 、 $c_q$ となり、各々が局部発振器40とミキサ41、42によって高周波に変換され、その後、バンドパスフィルタ45にて帯域が制限され、図7に示すように、周波数軸上において直交する8つのキャリア周期の信号をもった送信信号 $e$ として送出される。

【0044】次に、受信機内の信号波形を図8～図10に示す。

【0045】アンテナ47にて受信された受信信号 $e$ は、バンドパスフィルタ48にて所望の帯域の信号成分のみ取り出され、この信号はミキサ51、52にて局部発振器49から生成されたI軸とQ軸の基準信号が乗算され、図8(1)に示すようなベースバンドの信号に変換される。次に、この信号はAD変換器53、54にてデジタル信号に変換され、次にFFT器55にて図9(2)に示すようにI軸、Q軸各々8個の並列データ( $d'_{I1} \sim d'_{I8}$ 、 $d'_{Q1} \sim d'_{Q8}$ )の信号に分離される。この並列データ( $d'_{I1} \sim d'_{I8}$ 、 $d'_{Q1} \sim d'_{Q8}$ )は各々並列直列変換器56、57にて図10(3)に示すような直列データ $c_i'$ および $c_q'$ に変換される。その後、直列データ $c_i'$ および $c_q'$ はミキサ59、60にて各々送信側と同じ拡散系列 $p_n$ が乗じられ、次に、拡散系列の一周期にわたって積分器63、63にて積分され、図10(4)に示すような信号が取り出される。その後、合成器61にてI軸とQ軸の信号が合成され、LPF64にて帯域外の信号が取り除かれた後、QPSK復調器65にて情報復調される。この結果、図10(5)に示すように、送信されたデジタルデータが1、1、0、0、1、0が再生される。以上のように受信機では、送信機との逆の動作を行い送信データを再生する。

【0046】次に、本発明の効果を説明するために、図11(1)に直接拡散スペクトル拡散方式を用いた場合の送信波形、(2)にOFDMの送信波形、(3)本発明のによる送信波形(但し、I軸のみ)を各々ベースバンド伝送時について示す。

【0047】直接拡散スペクトル拡散方式の場合、送信波形は1シンボルごとに1周期の拡散系列が変調された波形となり、1チップ時間は $200\text{nsec} \times 1/8 = 25\text{nsec}$ となる。したがって、従来の技術で説明したように、平均遅延時間10nsec、遅延分散25nsec、遅延波の到着時間の分布を正規分布としたとき、パスの経路が変化した時、同期タイミングよりも2.5nsec以上前後にずれる確率は、84%程度となる。したがって、直接拡散スペクトラム拡散通信方式では、パスの経路が変化した時、高い確率で符号誤りが発生すると予想される。

【0048】一方、本発明による方式の場合、図11(3)に示すように、送信波形のシンボルは各チップの値を変調した8つの搬送波をもつ信号波形となる。このとき、1シンボル時間は200nsecであり、受信機のFFT器55では、この時間内の少なくとも1点にて8つの搬送波と同期をとり、各搬送波が運ぶチップの値を取り出せばよい。したがって、上記直接拡散方式と同様に、遅延波が平均値より1シンボルの20%(40nsec)以上ずれて到着する確率P3は以下になる。

【0049】

$$P3 = 1 - 2 \times F((50 - 10) / 25)$$

$$= 1 - 2 \times F(1.6)$$

$$= 1 - 2 \times 0.445 = 0.11 = 11\%$$

よって、同期はずれの確率は直接拡散方式と比べかなり低くなると考えられる。同様に考えると、従来のOFDM方式の場合は、1シンボル時間が600 nsecとなるため、本発明の方が同期はずれの確率は少なくなる。

【0050】また、上述したように、OFDM方式の場合、電子レンジや他の無線装置と周波数を共用したときに、本発明の場合よりもこれらの装置から放射された信号の干渉波の影響を大きく受ける。図12を用いてこの点について詳しく説明する。図12(1)はOFDM伝送中に干渉波が存在した時の影響を説明する図であり、ここでは説明のため、干渉波のエネルギーを $I_0$ 、干渉波の帯域をBとする。同図に示すように、OFDM方式の場合、各キャリア上には各々シンボルの情報が変調されて運ばれている。そのため、干渉波と帯域が重なった部分に影響をうけ、この帯域で送信したシンボルが誤ることになる。したがって、複数のシンボルに対して誤り訂正を施す等の対策を講じなければ、通信できない。

【0051】一方、本発明の場合、図12(1)に示すように干渉波と通信帯域が重なった部分に影響をうけこの部分のチップの情報が誤ることになる。この場合、3番めのチップの情報の誤りが発生するが、このときは逆拡散した後の出力は、干渉波がない時に逆拡散復調後のI軸の出力が8であったものが、出力が1だけ減少するだけで済む。この逆拡散復調後の出力はその後QPSK復調器65にてI軸・Q軸がそれぞれ0をしきい値として正負の判定が行われる。したがって、逆拡散後の出力が+8から+7に変化しても、誤りにならないことが判る。

【0052】直接拡散方式の場合、図12(3)に示すように、受信機内の通過帯域をWとすると、受信機内で干渉波は帯域をWに拡散されるため、復調時に干渉波から受ける干渉エネルギーIは以下の式で表される。

$$【0053】 I = I_0 \times (B/W)$$

干渉波から受ける干渉エネルギーは $I_0$ に比例し、受信機内の通過帯域幅Wに反比例する。したがって、直接拡散方式の場合、スペクトラムの拡散によって、干渉波のレベルを低くすることができるが、受信機の周囲に電子レンジや他の無線装置がある等、そのレベルが大の場合には、それらが放射した電波の干渉を受けて通信不能となる。

【0054】一方、本発明の場合、干渉波と通信帯域が重なった部分に影響をうけこの部分のチップの情報が誤ることになる。例えば、図12(2)の場合は、3番めのチップの情報の誤りが発生するが、この時は、逆拡散した後の出力は、干渉波がないときに逆拡散復調後のI軸の出力が8であったもの(図10(4)の信号)が、

出力が1だけ減少するだけで済む。この逆拡散復調後の出力はその後QPSK復調器65にてI軸・Q軸それぞれ0をしきい値として正負の判定が行われる。したがって、逆拡散後の出力が+8から+7に変化しても、誤りにならないことが判る。

【0055】以上説明したように、従来の直接拡散方式は10Mbps以上の高速伝送の場合、遅延時間のばらつきの影響が大であるのに対し、本発明およびOFDM方式の場合は比較的影響が小であるといえる。また、従来のOFDM方式では狭帯域の干渉波が存在した場合、干渉波の周波数と通信帯域が重なった部分でシンボルエラーが発生するのに対し、本発明ではその影響は受信機内の逆拡散後の出力の減少になるだけで済み、誤りの発生を抑えることが可能となる。したがって、本発明により高速無線伝送を実現することが可能となる。

【0056】次に、本発明の他の実施例について説明する。

【0057】この実施例のマルチキャリア伝送システムは、上記実施例のシステムよりもさらに高速伝送を可能とするものであり、送信情報の一部を参照して、複数の拡散系列のうち所定の数の拡散系列を選択的に乗算し、一方、受信信号に含まれる拡散系列の組み合わせを調べて、送信情報の一部を再生することを特徴とするものである。

【0058】図13にこの実施例に係る送信機の構成を示す。

【0059】図13において、71は入力データを11ビット毎に直列並列変換を行う直列並列変換器、72~74はQPSKの変調器、75は入力された5bitに応じて8種類の拡散系列の中から3種類の拡散系列を選び出力する拡散系列選択生成器、76~81は乗算器、82、83は3個の乗算器から出力されたI軸、Q軸の拡散データの成分を合成する合成器、84、85は直列並列変換器、86は逆FFT器、87、88はデジタルアナログ変換器、89は局部発振器、91、92はミキサ(乗算器)、93は位相器、94は加算器、95はフィルタ、96はアンテナを示している。

【0060】図14にこの実施例に係る受信機の構成を示す。

【0061】図14において、97はアンテナ、98はバンドパスフィルタ、99は局部発振器、100は位相を90度遅らせる位相器、101、102はミキサ、103、104はアナログデジタル変換器、105はFFT器、106、107と4082は各々8個の並列データを直接データに変換する並列一直列変換器、108は8種類の拡散系列を生成するマルチ拡散系列生成回路、109~124はミキサ、125はミキサ109~124から出力された8種類の相関出力を比較し、このうち出力の大きい3系統の出力を $x_1$ 、 $x_2$ 、 $x_3$ として出力するとともに、この3種類の組み合わせより5bit

のデータ  $p_1 \sim p_5$  を出力する相関出力マッピング器、 $126 \sim 128$  はフィルタ、 $129 \sim 131$  は QPSK 復調器、 $132 \sim 136$  は遅延回路、 $137$  は QPSK 復調器  $129 \sim 131$  および遅延回路  $132 \sim 136$  から出力された出力を直列データに変換する直列並列変換回路を示している。

【0062】図13に示した送信機は、入力データの11ビット毎に、6ビットは3つの変換器72~74に入力し、残りの5ビットは拡散系列選択器75に入力する。拡散系列選択器75では、例えば入力された5ビットが {0, 0, 0, 0, 0} の場合は {PN1, PN2, PN3} とを出力し、{0, 0, 0, 0, 1} の場合は {PN4, PN5, PN6} を出力するという具合に、8つ用意した拡散系列より3つの系列を選んで出力す

情報	デジタルデータ (1, 1, 0, 0, 1, 0)
情報レート	55Mbps
情報変復調	QPSK
変調レート	5Mbaud
拡散符号	Walsh符号 (-1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1)
チップレート	40Mchip/s

本発明で実現できる情報レート  $R$  [Mbps] を数式を使って表現すると次の式で表される。

【0066】

$$R = (2 \times \text{MOD} - N + K) / (N_c \cdot T_c)$$

但し、 $\text{MOD} - N$  は QPSK 変調器の数、 $k$  は拡散系列を選択するための入力データのビット数、 $T_c$  はチップの周期である。

【0067】なお、上述した実施例では、キャリアの数を8としたが、図15(a)に示すようにチップの周期を長くしてキャリア数を増やしたり、図15(b)に示すように複数シンボルのチップをまとめて逆FFT/FFTするような構成にして、キャリア数を数10から数百に増やしても、上述した例と同様もしくはそれ以上の伝送品質改善効果が期待できる。

【0068】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、遅延のばらつきによる影響や電子レンジ等の狭帯域干渉、周波数選択性フェージングの影響を低減でき、また同一の伝送帯域においてより高速の伝送を可能とする。したがって、本発明は、高速無線LANや移動体通信、デジタルTV放送やCATV等適用範囲は広く、このようなシステムにて高速・高品質のデータ伝送が可能となる。

【0069】最後に直接拡散方式、OFDM方式、本発明による特性を比較した一覧を図19に示す。

【0070】同図に示すように、本発明は、複数の端末が非同期で通信する場合には、キャリアセンス等のアクセス制御が必要となるが、単一の端末が高速に伝送路を使うような高速無線LAN、デジタルTV放送、移動体の基地局等に利用すれば、従来の方式よりも高速化・高品質化の点で有効であることが分かる。

る。

【0063】一方、図14に示した受信機では、受信信号からどの拡散系列がどの組み合わせで送られたかを調べ、これによって5ビット分を取り出し、残りの6ビット分は3つのQPSK復調器129~131から取り出すという動作をする。これは、8個の系列のうち3つの系列を選択する方法は  $sC_3 = 56$  通りあるため、5ビットの情報(32通り)は拡散系列の組み合わせ方法にマッピングして伝送することができるためである。

【0064】このようにすることによって、以下に示すようにチップレートが40Mchip/sにて55Mbpsの伝送速度が実現できるようになる。

【0065】

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のマルチキャリア伝送システムを概念的に示した図である。

【図2】本発明の一実施例に係る送信機の構成図である。

【図3】本発明の一実施例に係る受信機の構成図である。

【図4】本発明の一実施例に係る送信機内部の信号を説明する図である。

【図5】本発明の一実施例に係る送信機内部の信号を説明する図である。

【図6】本発明の一実施例に係る送信機内部の信号を説明する図である。

【図7】本発明の一実施例に係る送信波形を示す図である。

【図8】本発明の一実施例に係る受信機内部の信号を説明する図である。

【図9】本発明の一実施例に係る受信機内部の信号を説明する図である。

【図10】本発明の一実施例に係る受信機内部の信号を説明する図である。

【図11】各方式の信号波形(ベースバンド伝送時)を示す図である。

【図12】狭帯域干渉の影響を説明する図である。

【図13】本発明の他の実施例に係る送信機の構成図である。

【図14】本発明の他の実施例に係る受信機の構成図である。

【図15】本発明の他の実施例の場合の送信スペクトル波形を示す図である。

【図 16】従来の通信方式をまとめた表である。

【図 17】直接拡散方式におけるチップ同期タイミングとビット誤り率との関係を示す図である。

【図 18】パスの変化を示す図である。

【図 19】本発明と従来方式とを比較した表である。

【符号の説明】

10…送信系

11…情報変調手段

12…拡散変調手段

13…直列並列変換手段

14…生成手段

15…マルチキャリア再生手段

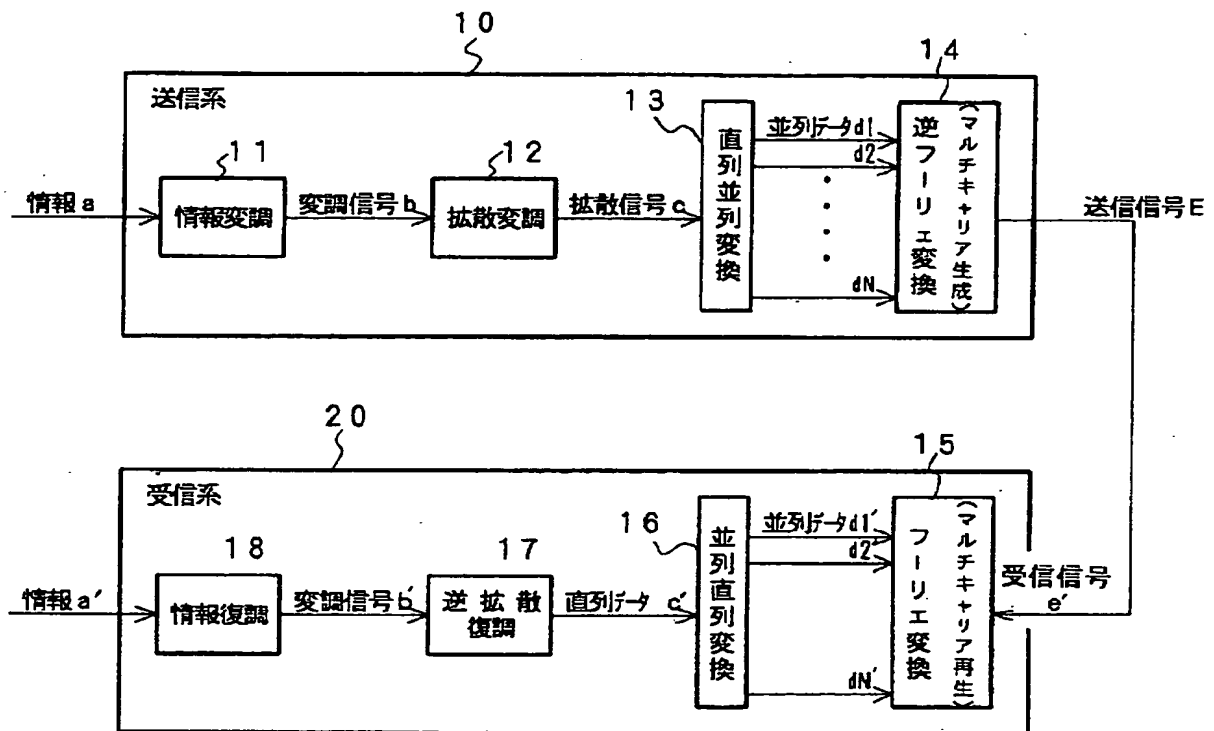
16…並列直列変換手段

17…逆拡散復調手段

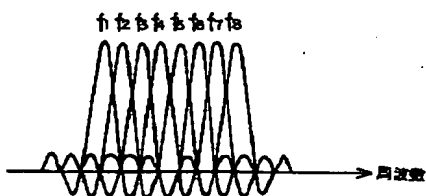
18…情報復調手段

20…受信系

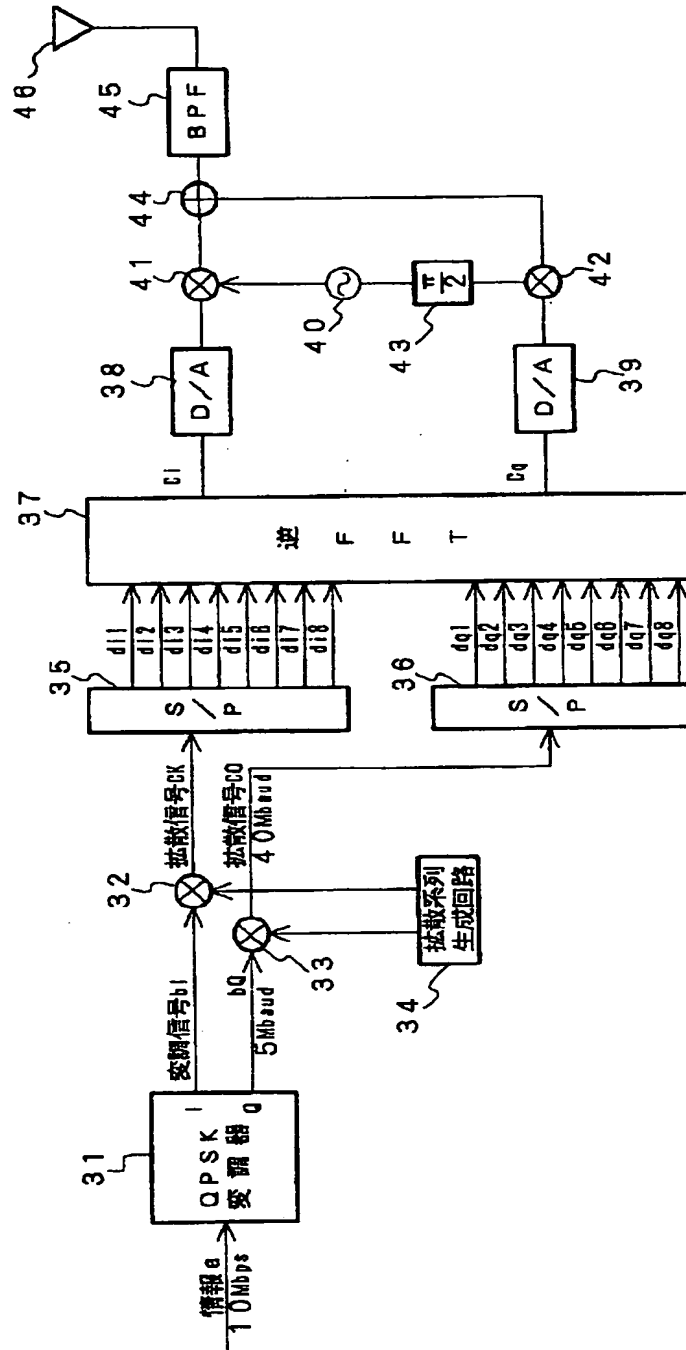
【図 1】



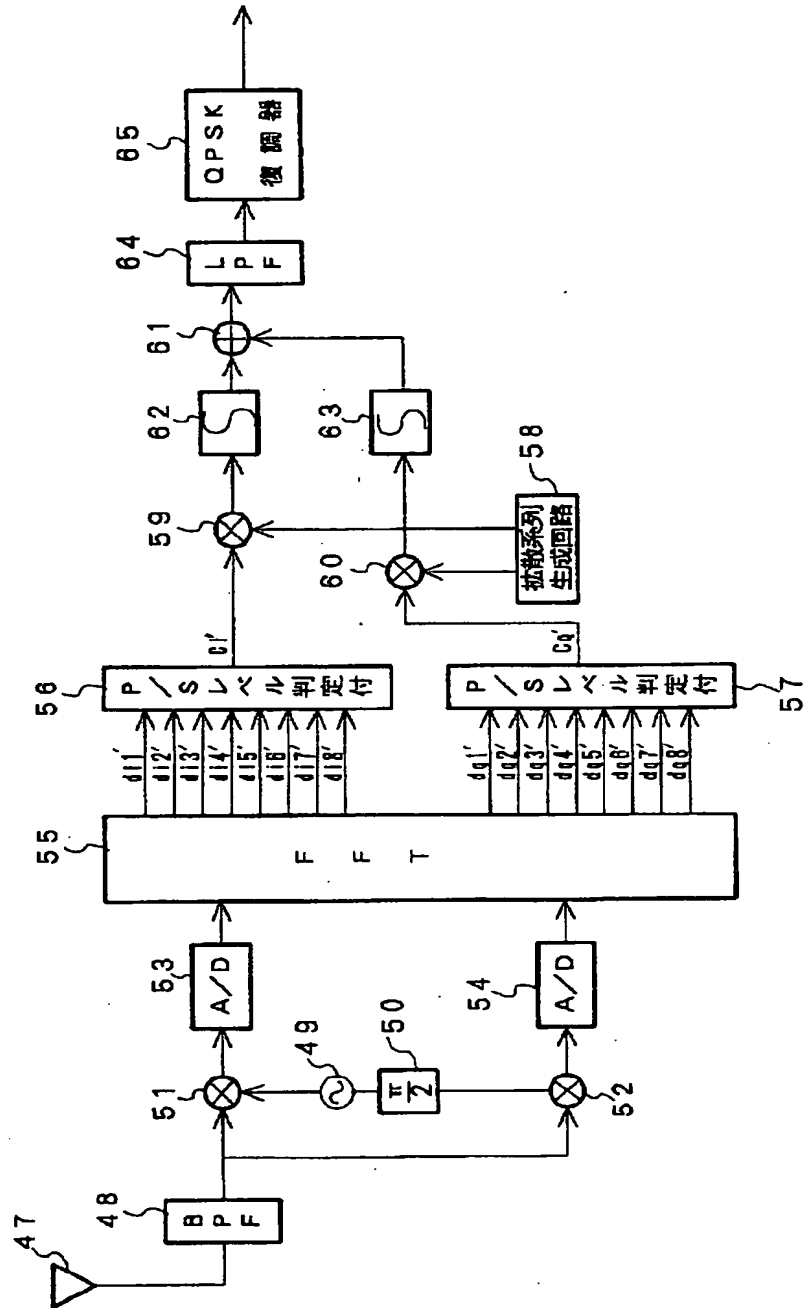
【図 7】



【図2】



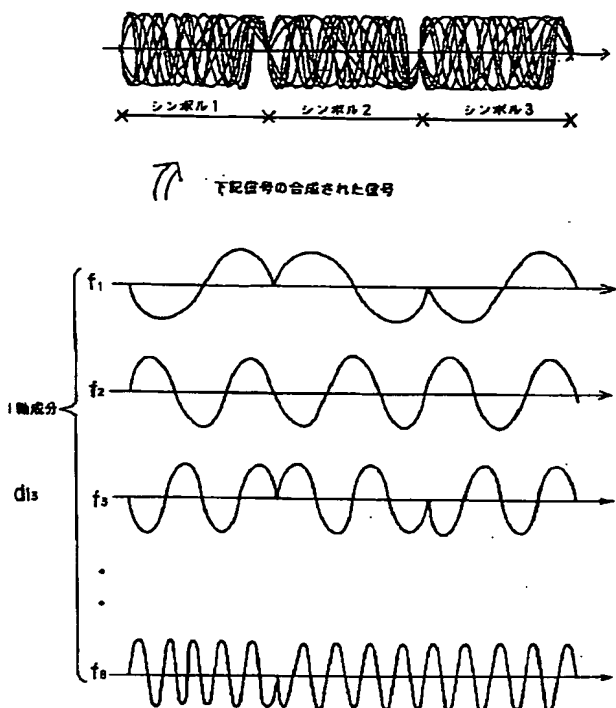
【図 3】





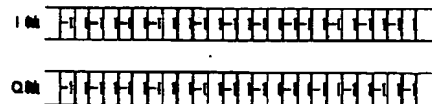
【図 8】

(1) ベースバンドに変換された受信信号 (1 軸)



【図 10】

(3) 並列データ  $c_1, c_2$



(4)

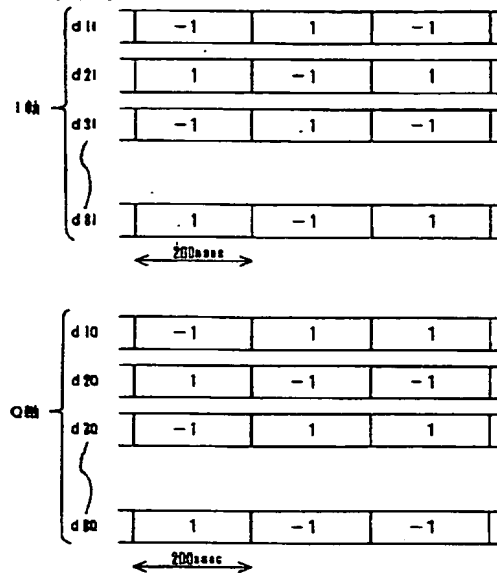
	$b_1[1]$	$b_1[2]$	$b_1[3]$
	8	-8	8
5th bit	$b_2[1]$	$b_2[2]$	$b_2[3]$
	8	-8	-8

(5) 再生された送信情報 10Mbps

$a[1]$	$a[2]$	$a[3]$	$a[4]$	$a[5]$	$a[6]$
1	1	0	0	1	0

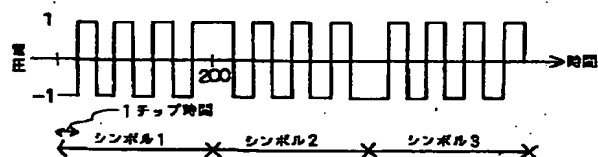
【図 9】

(2) 並列データ  $d_1 \sim d_4$

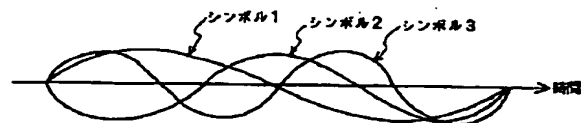


【図 11】

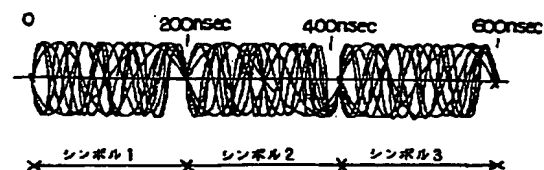
(1) 直接拡散方式



(2) OFDM方式

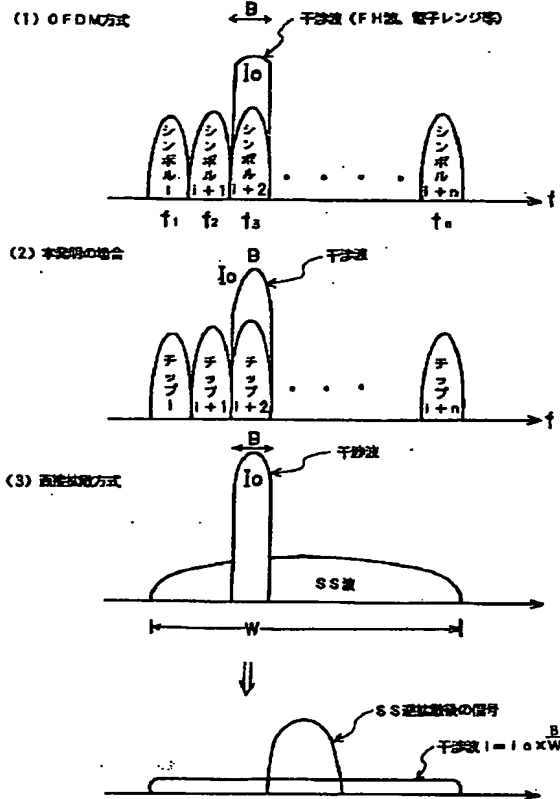


(3) 本発明の場合





【図 12】

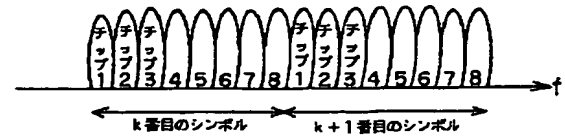


【図 15】

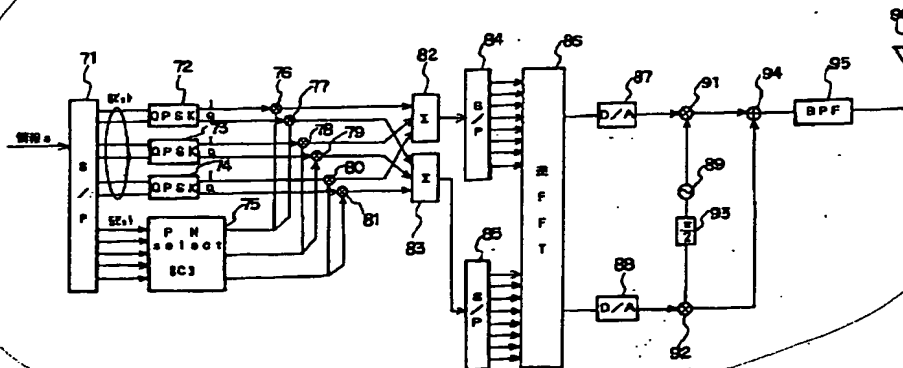
(a) 拡張符号の周期を長くした場合



(b) 複数のシンボルのチップをまとめて逆FFT/FFTした場合



【図 13】



[illegible]

応用

デジタル伝送方式

多値変調

狭帯域

拡散伝送方式

240134 伝送

無線LAN

デジタル方式の無線放送

デジタル方式の自動車・携帯電話

デジタル・ユーティリティ電話

デジタル方式のオーディオ放送

HDTVのデジタル放送

16値QAM

32値QAM

64値QAM

QPSK

π/4シフトQDPSK

GMSK

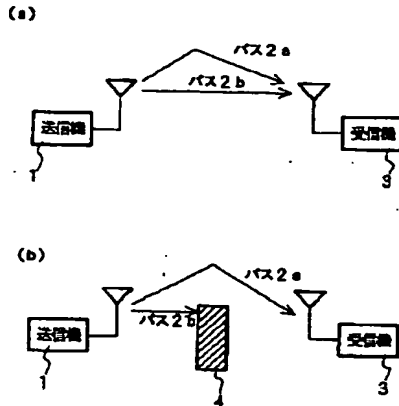
OFDM

直達伝送 (CDMAなど)

周波数ホッピング

Figure 1 is a graph showing the relationship between the timing error ( $\Delta t/t$ ) and the relative error of the output voltage ( $V/V_0$ ). The x-axis is labeled "チップ同期タイミング誤差  $\Delta t/t$ " and ranges from -0.5 to 0.5. The y-axis is labeled "出力電圧の相対誤差" and is on a logarithmic scale from  $10^{-5}$  to  $10^{-1}$ . The curve is a parabola opening upwards, with its minimum at  $(0, 10^{-4})$ .

【図 1 8】



【図 1 9】

	直接拡散方式	O F D M方式	発明方式
伝送速度の高速化へのアプローチ	<ul style="list-style-type: none"> <li>・チャネルの高速化</li> <li>--&gt;遅延波対策重要</li> <li>・符号多重数を増やす</li> <li>--&gt;高性能の必要性</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・キャリア数を増やす</li> <li>・1次変換器の多重度を増やす</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・符号多重数を増やす (高性能の必要性はなし)</li> <li>・キャリア数を増やす</li> <li>・1次変調器の多重度を増やす</li> </ul>
狭帯域干渉の影響	干渉波の周波数・帯域幅に比例して特性が劣化する	シンボル誤り発生	相関出力が減少
周波数選択性フェージングの影響	相関出力が減少	シンボル誤り発生	相関出力が減少
複数端末の非同期通信の課題	遠近問題 短周期のPNは利用できない	キャリアセンス等の制御が必要	キャリアセンス等の制御が必要
利用分野	<ul style="list-style-type: none"> <li>・低速無線LAN</li> <li>・移動端末</li> </ul>	・デジタルTV放送	<ul style="list-style-type: none"> <li>・デジタルTV放送</li> <li>・高速無線LAN</li> <li>・移動体基地局</li> </ul>

e . t . c